

1 DC-Vorspannungseinstellung

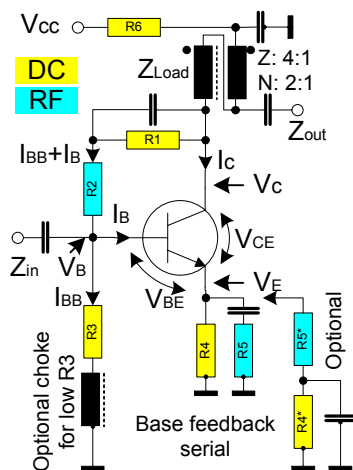


Bild 1: Gesamtschaltung

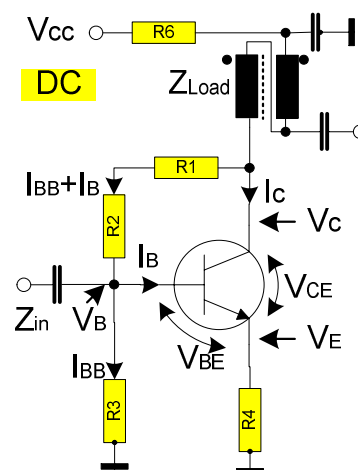


Bild 2: Gleichspannungseinstellung

Der Verstärker arbeitet mit 3 Gegenkopplungen (feedback) zur Stabilisierung und zur Impedanzanpassung:

1. Stromgegenkopplung über den Entkopplungswiderstand R6
2. Stromgegenkopplung über den Emittorwiderstand R5, R5 ist nur bei HF wirksam. In der alternativen Emittorbeschaltung, R4\* und R5\* in Serien, ist R5\* nur bei HF wirksam.
3. Spannungsgegenkopplung über den Basisteilerwiderstand R2, R1 ist für HF überbrückt.

Die DC-Arbeitspunkteinstellung erfolgt über den Basisteiler R1 bis R3 und den Emittorwiderstand R4 in der Parallelschaltung R4||R5. In der alternativen Serienschaltung stellen R4\*+R5\* den Emittorstrom ein.

**Eingaben in die Excel-Tabelle**

Eingabefelder sind gelb, berechnete Felder sind hellblau.

1. Ein- und Ausgangsimpedanz, zumeist 50 Ohm, für die spätere Berechnung der HF-Eigenschaften.
2. Transistordaten  
 Typ (nur zur Info)  
 DC-Stromverstärkung Beta ( $h_{fe}$ )  
 Frequenz-Verstärkungsprodukt  $F_t$   
 Frequenz (MHz), bei der die HF-Eigenschaften berechnet werden sollen.  
 Das HF-Beta wird berechnet:  $\beta = F_t / \text{Frequenz (MHz)}$ .
3. Umrechnungen zur gewünschten HF-Ausgangsleistung  
 Wahlweise Eingabe von Leistung (mW oder dBm) oder Spannung ( $V_{pp}$ ), jeweils bezogen auf die Ausgangsimpedanz (50 Ohm).
4. Eingabe der HF-Ausgangsleistung (mW).
5. Wirkungsgrad des Klasse A-Verstärkers (ca. 20 bis 30%)  
 Daraus wird die DC-Eingangsleistung  $P_{DC}$  berechnet. Diese bestimmt den DC-Emittorstrom.
6. Versorgungsspannung  $V_{cc}$ .
7. Spannungsabfall am Entkopplungswiderstand R6 (z.B. ca. 1V bei  $V_{cc}=12V$ )  
 Damit wird  $V_c = V_{cc}$  abzgl. dieser Spannungsabfall
8. Emittorspannung  $V_E$   
 Eine hohe Emittorspannung bzw. ein hoher Emittorwiderstand bewirken durch die Stromgegenkopplung eine bessere Stabilisierung gegen Temperatureffekte ( $V_{BE}$  ändert sich)

und gegen Abhängigkeiten unterschiedlicher Stromverstärkungen Beta je nach Transistorexemplar.  
Eine hohe Emitterspannung reduziert aber auch die verfügbare Collectorleistung.

Faustregel für die Basisvorspannung: 1/4 bis 1/3 von  $V_{CC}$ .  
Die Emitterspannung liegt um  $V_{BE}$  (ca. 0,7V) niedriger.

9. Spannungsabfall  $V_{BE}$  an der Basis-Emitter-Diode, für Si-Transistoren ca. 0,6-0,7 V.

Berechnet werden:

Collector-Emitter-Spannung =  $V_C - V_E$  (aus Eingaben # 7 und 8)

Emitterstrom  $I_E = P_{DC} / V_E$  (aus Eingaben # 5 und 8)

Emitterwiderstand  $R_4 = V_E / I_E$  (dieser stellt den Emitterstrom ein)

Basisvorspannung  $V_B = V_E + V_{BE}$

Basisstrom  $I_B = I_E / DC\text{-Beta}$  (erforderlich zur Erzeugung des Emitterstroms  $I_E$ )

10. Querstrom im Basisteiler  $I_Q = I_{BB} + I_B (R_1, R_2, R_3)$

Üblicherweise wird der Querstrom auf einen Faktor 5 bis 10 des Basisstroms eingestellt, um  $V_B$  und damit  $V_E$  über  $V_{BE}$  ( $V_E = V_B - V_{BE}$ ) hinreichend stabil zu halten. Der Basisstrom  $I_B$  verursacht einen zusätzlichen Spannungsabfall an  $R_2$  und  $R_3$ .

Der Querstrom kann jedoch auch höher eingestellt werden. Vorteil ist eine "steifere" Festlegung von  $V_B$ , Nachteil ist der höhere Stromverbrauch, der bei Kleinleistungsverstärkern allerdings untergeordnet ist.

Da die HF eine Parallelschaltung von  $(R_1+R_2+Z_{Load})$  und  $R_3$  "sieht", bestimmt der Basisteiler den niederfrequenten Eingangswiderstand der Schaltung. Der ist aber immer noch wesentlich höher als die üblichen 50 Ohm.

In der Zelle darunter wird der eingestellte Faktor angezeigt.

Berechnet werden:

Basisteiler  $R_3 = V_B / I_Q$

Basisteiler  $R_1 + R_2 = (V_C - V_B) / I_Q$

Entkopplungswiderstand  $R_6 = \text{festgelegter Spannungsabfall an } R_6 / (I_E + I_Q)$ , s.o. # 7

Damit sind die Widerstände  $R_1$  bis  $R_6$  für die Einstellung des DC-Arbeitspunktes berechnet. Sie sind in der Wertetabelle (hellblaue Spalte) zusammengestellt.

Bei Verstärkern mit hohem Ausgangspegel und entspr. hohem Strom durch den Basisteiler wird ggf.  $R_3$  mit wenigen 100Ω klein gegenüber der 50Ω-Eingangsimpedanz. Eine Drossel, ca. 10 bis 47μH, am Fußpunkt von  $R_3$  (Bild 1) kann dem abhelfen.  $R_3 \geq 10 \cdot Z_{in} = 500\Omega$  kommt ohne Drossel aus.

## 2 Einstellen der HF-Eigenschaften

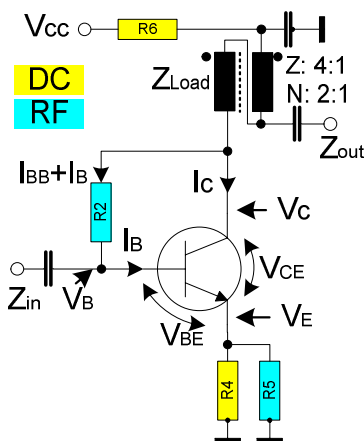


Bild 3: HF-wirksame Gegenkopplungen

Die HF-Eigenschaften werden durch die Gegenkopplungswiderstände  $R_2$  und  $R_5$  bestimmt.

$R_1$  ist HF-mäßig überbrückt (Bild 1). Die Spannungsgegenkopplung bewirkt alleine  $R_2$ .

Über den Kondensator in Serie mit  $R_5$  wirken nun  $R_5$  parallel zu  $R_4$  als Stromgegenkopplung.

Der Übertrager übersetzt die Ausgangsimpedanz  $Z_{out}$  (50 Ohm) im Verhältnis 1:4 in die Impedanz  $Z_{Load}$ , die der Collector sieht, bei  $Z_{out} = 50 \text{ Ohm}$  also in  $Z_{Load} = 200 \text{ Ohm}$ .

Der innere Widerstand der Basis-Emitterdiode ist  $r_e = 26 / I_E$  ( $I_E$  in mA).

Nun geht es darum, durch geschickte Wahl von R2 (Spannungsgegenkopplung) und R5 (Stromgegenkopplung) den Verstärker so zu konfigurieren, dass die gewünschte Leistungsverstärkung und die richtigen Impedanzen  $Z_{in}$  und  $Z_{out}$  erreicht werden.

Eine gute Anpassung von Eingangs- und Ausgangsimpedanz wird erreicht, wenn

$$R2 * R_e = Z_{in} * Z_{Load} \quad (\text{bei } Z_{in} = Z_{out} = 50 \text{ Ohm ist das Produkt} = 10.000)$$

$$\text{wobei } R_e = R4 \parallel R5 + r_e = R4 \parallel R5 + 26 / I_E$$

Nach Eingabe von R5 werden berechnet:

$$\text{Gesamt-Emitterwiderstand } R_e = R4 \parallel R5 + r_e = R4 \parallel R5 + 26 / I_E$$

$$\text{Spannungsgegenkopplungswiderstand } R2 = (Z_{in} * Z_{Load}) / R_e$$

Nach Eingabe des nächstliegenden Normwertes für R2 werden berechnet:

$$\text{Basisteilerwiderstand } R1 \text{ aus oben berechnetem Wert } (R1+R2), R1 = (R1+R2) - R2$$

### Verstärkung (Transducer Gain)

$$G_T = 10 \cdot \text{LOG} \left[ 4 \cdot Z_{Load} \cdot Z_{in} \frac{(\beta + 1)^2 \cdot R_e^2 - 2 \cdot \beta \cdot R2 \cdot (\beta + 1) \cdot R2 + \beta^2 \cdot R2^2}{\{[(1 + \beta) \cdot R_e + Z_{in}] \cdot R2 + (Z_{Load} + Z_{in} + \beta \cdot Z_{in} + \beta \cdot Z_{Load}) \cdot R_e + \beta \cdot Z_{in} \cdot Z_{Load} + Z_{in} \cdot Z_{Load}\}^2} \right]$$

### Eingangsimpedanz

$$R_{in} = (1 + \beta) \cdot (R2 + Z_{Load}) \frac{R_e}{(1 + \beta) \cdot R_e + \beta \cdot Z_{Load} + Z_{Load} + R2}$$

### Ausgangsimpedanz am Collector

$$R_{out} = \frac{(1 + \beta) \cdot (R2 + Z_{in}) \cdot R_e + Z_{in} \cdot R2}{(1 + \beta) \cdot R_e + Z_{in} + \beta \cdot Z_{in}}$$

mit  $\beta = f_t / \text{Frequenz}$  (HF-Stromverstärkung).

Mit Variation der HF-Frequenz können die Frequenzgänge der Verstärkung und der Ein- und Ausgangsimpedanzen abgeschätzt werden. Alle sind über die Größe  $\beta$  frequenzabhängig.

### Alternative Emitterbeschaltung (R4\* und R5\* in Serie)

Aus Bild 1 und 2 ist zu erkennen, dass die Parallelschaltung des DC-wirksamen Emitterwiderstands R4 und des HF-wirksamen R5 für die Stromgegenkopplung insofern praktischer ist, als der Emitterstrom mit R4 unabhängig von R5 eingestellt werden kann. Oft ist die Serienschaltung von R4 und R5 zu finden, in Bild 1 mit R4\* und R5\* gekennzeichnet.

Der Stromgegenkopplungswiderstand R5\* hat den gleichen Wert wie R5.

R4\* ergibt sich dann aus dem für den Emitterstrom ermittelten R4 abzüglich R5\*, also  $R4^* + R5^* = R4$ .

### 3 Parallelschaltung der Spannungsgegenkopplungswiderstände

Vergleichbar mit der Beschaltung der Stromgegenkopplung am Emitter kann auch die Spannungsgegenkopplung von Collector zur Basis mit Parallelschaltung von R1 (DC-wirksam) und R2 vorgenommen werden. Die HF-wirksame Gegenkopplung ergibt sich dann aus  $R1 \parallel R2$ .

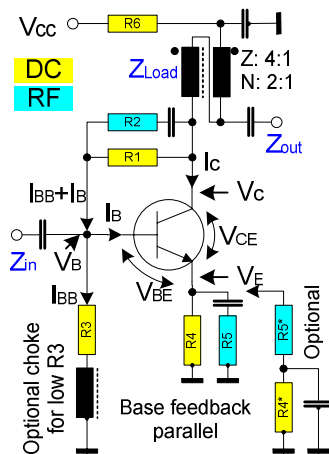


Bild 4: Spannungsgegenkopplung mit R1 parallel zu R2.

Die Einstellung des DC-Arbeitspunktes mit R1, R3 und R4 ist identisch wie oben. Mit Vorgabe des Widerstandes R5 für die Stromgegenkopplung am Emitter wird ein für eine optimale Anpassung der Ein- und Ausgangsimpedanzen bester Gegenkopplungswiderstand  $R_{FB} = R1 \parallel R2$  berechnet. Da R1 schon aus dem DC-Arbeitspunkt festgelegt ist, gilt es, einen Wert für R2 zu finden, der zusammen mit R1 den berechneten  $R_{FB}$  ergibt. Der sich mit R1 ergebende "Effective feedback (R1+R2)" wird in der Zeile darunter zum Vergleich angezeigt. Beide sollten in etwa gleich sein.

#### 4 Optimierungen

In der Regel werden in der Wertetabelle rechts unten im Excel-Sheet keine passenden Normwerte herauskommen. Die lassen sich mit etwas Geduld aber rechnerisch hintrimmen:

- **Ohne merklichen** Einfluss auf die berechneten Ein- und Ausgangsimpedanzen lassen sich verändern: **R6**, der **Querstrom des Basisteilers** und (mit Bedacht) die **Emitterspannung**.
- **Starken Einfluss** auf die berechneten Ein- und Ausgangsimpedanzen und die Verstärkung GT nehmen **R2** und **R5** sowie die gewünschte **maximale Ausgangsleistung**, die die notwendige DC-Eingangsleistung bestimmt.

Die einfachen Formeln können nur grobe Anhaltspunkte zum HF-Verhalten geben. Es sollten daher nach dem Aufbau der berechneten Schaltung Messungen durchgeführt werden, z.B. zum Frequenzgang und zum Eingangs-VSWR. Die Messergebnisse werden zumeist Anlass für weitere Optimierungen sein. Bei der Kontrolle des Frequenzgangs, z.B. mit dem FA-NWT oder dem VNWA, ist darauf zu achten, den Verstärker nicht zu übersteuern. Also vorher mit der VFO-Funktion, einem Scope und Abschwächern vor dem Verstärkereingang die verzerrungsfreie Aussteuerbarkeit prüfen.

Zum 200 nach 50Ω-Ausgangstrafo:

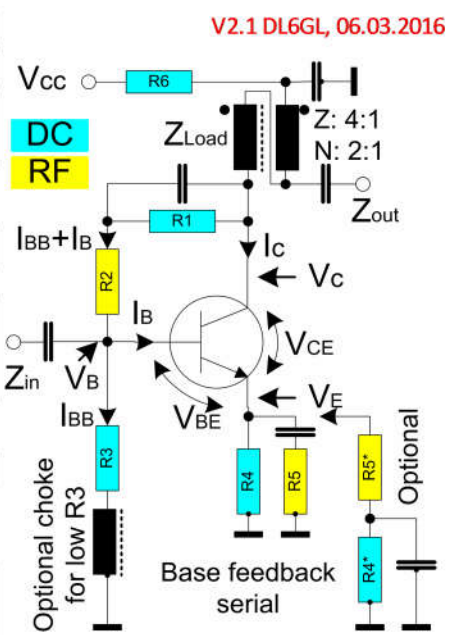
Üblicherweise wird die Wicklungsimpedanz auf den mindestens vierfachen Wert bei der minimal zu übertragenden Frequenz ausgelegt. Versuche haben aber gezeigt, dass dies wenig kritisch ist. Übertrager mit je 10 Windungen bifilar auf FT23-43 (AL 188), FT23-77 (AL 356) und FT37-43 (AL 420) zeigten etwa das gleiche Verhalten in Bezug auf Frequenzgang und zum Eingangs-VSWR.

#### Impedanzabhängigkeiten

W7ZOI weist darauf hin, dass der beschriebene HF-Verstärker eine geringe Isolation in Bezug auf die Eingangs- und Ausgangsimpedanz hat. Beide nehmen also aufeinander Einfluss, was sich aus den o.a. Formeln leicht erkennen lässt. Die Isolation lässt sich durch Nachschalten eines Pi- oder T-Abschwächers, i.d.R. 50Ω, verbessern. Dämpfung ab 6dB aufwärts.

Auf der Folgeseite wurde der Verstärker nach EMRFD, Fig. 2.57, berechnet. Optimal sind die Eigenschaften des Verstärkers nicht. Die sich aus der Rechnung ergebende Eingangsimpedanz zwischen 47Ω bei 1,8MHz und 31Ω bei 30MHz empfiehlt den Verstärker nicht gerade als Folgestufe eines 50Ω-Bandfilters. Das geringe  $F_t$  von 300 des 2N3904 verbiegt alleine schon durch die hier verwendete simple Näherung für die Frequenzabhängigkeit  $Beta_{HF} \sim F_t/\text{Frequenz}$  die Frequenzgänge von  $Z_{in}$  und  $Z_{out}$ .

Calculation RF amplifier following W7ZOI, EMRFD		Inputs are yellow	
<b>2N3904 EMRFD Fig. 2.57</b>			
Input impedance $Z_{in}$ (Ohm)	50	Output impedance $Z_{out}$ (Ohm)	50
Transistor	2N3904	$\Rightarrow Z_{Load} = 4 \cdot 50$ (Ohm)	200
DC-Beta ( $h_{fe}$ )	100		
Gain-Bandwidth Product Ft	300		
HF frequency (MHz)	10	$\Rightarrow$ Beta @ 10 MHz ( $F_t/10$ )	30,00
<b>Options for power calculation</b>			
	<b>mW</b>	<b>dBm</b>	<b>Vrms</b>
Output power (mW)	40,0	16,021	1,414
Output power (dBm)	23,0	199,526	3,159
Output voltage (Vpp) @ 50Ohm	4,000	40,000	16,021
HF Output power (mW)	40,0		
Class A amp efficiency (~20-30%)	20	$\Rightarrow$ DC input power (mW)	200,00
<b>DC biasing</b>			
DC Supply voltage $V_{cc}$ (V)	12	$\Rightarrow$ Collector voltage $V_c$ (V)	11,00
Voltage drop at decoupling R6 (V)	1	$\Rightarrow$ Coll.-Emitter voltage $V_{CE}$ (V)	9,64
Emitter voltage $V_E$ (V) ~20% $V_c=2,2V$	1,36	$\Rightarrow$ Emitter current $I_E$ (mA)	20,75
		$\Rightarrow$ Emitter resistor R4 (Ohm)	65,55
$V_{BE}$ (B-E-Diode voltage drop) (V)	0,65	$\Rightarrow$ Base voltage $V_B$ (V)	2,01
		$\Rightarrow$ Base current $I_B$ (mA)	0,207
<b>Choose base divider current <math>&gt; 5 \cdot I_B</math> to get std. values for R1 and R3</b>			
Base divider current $I_{BB}$ R1/R2/R3 (mA)	2,00	$\Rightarrow$ Base divider R1+R2 (Ohm)	4.073
= Multiple of base current $I_B$	10	$\Rightarrow$ Base divider R3 (Ohm)	1.005
		$\Rightarrow$ Decoupling R6 (Ohm)	44
<b>HF calculation with std. values, <math>V_E=1,4</math> V and emitter current <math>I_E</math> 20,7 mA for 40 mW power @ 10 MHz</b>			
Std.value emitter degeneration R5 (Ohm)	6,0	$\Rightarrow Re=(R5 \parallel R4)+26/I_E$ (Ohm)	6,75
		$\Rightarrow$ Best $R2=(Z_{in} \cdot Z_{load})/Re$ (Ohm)	1.481
Std. value base feedback R2 (Ohm)	1.300	$\Leftarrow$ Chosse std. value approximating 1481 Ohm	
<b>E24 standard values:</b>			
	<input type="text" value=""/>	Transducer Gain $G_T$ (dB)	20,9
		Input impedance $Z_{in}$ (Ohm)	40,7
		Load impedance $Z_{Load}$ (Ohm)	197,5
		Output impedance $Z_{out}$ (Ohm)	49,4



This sheet is protected (no password)

Optional

Series emitter degeneration

R4*	59,6	56,0
R5*	6,0	6,2

Parallel emitter degeneration

	Calculated	Std. values
R1	2.772,5	3.000,0
R2	1.300,0	1.300,0
R3	1.005,0	1.000,0
R4	65,6	68,0
R5	6,0	12  12=6
R6	44,0	43,0

EMRFD Fig. 2.57

Beispielrechnung EMRFD, Fig. 2.57 (Seite 2.20) und Berechnung auf Seite 2.25